

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表2003-508948

(P2003-508948A)

(43) 公表日 平成15年3月4日 (2003.3.4)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I

ターミナル (参考)

H 0 1 P 1/203

H 0 1 P 1/203

5 J 0 0 6

1/205

1/205

K

1/208

1/208

A

7/08

7/08

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 49 頁)

(21) 出願番号 特願2001-520502(P2001-520502)

(86) (22) 出願日 平成12年8月26日 (2000.8.26)

(85) 翻訳文提出日 平成14年2月28日 (2002.2.28)

(86) 国際出願番号 PCT/EP00/08333

(87) 国際公開番号 WO01/017057

(87) 国際公開日 平成13年3月8日 (2001.3.8)

(31) 優先権主張番号 199 41 311.8

(32) 優先日 平成11年8月31日 (1999.8.31)

(33) 優先権主張国 ドイツ (DE)

(71) 出願人 クリオエレクトラ ゲゼルシャフト ミッ
ト ベシュレンクテル ハフツングドイツ連邦共和国, 42287 プッペルター
ル, ベッティネルシュトラッセ 6ハー

(72) 発明者 ハロウプカ, ハインツ

ドイツ連邦共和国, 44801 ボーフム, シ
ュインケルシュトラッセ 84

(74) 代理人 弁理士 石田 敬 (外4名)

Fターム(参考) 5J006 HA03 HA11 HB03 HB12 HC01

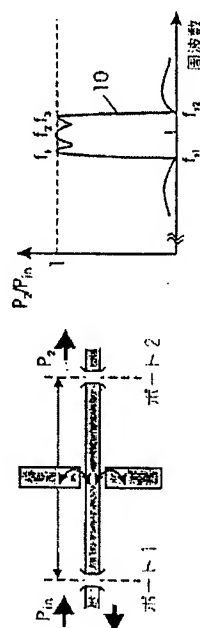
HC03 HC11 JA01 JA02 JA06

JA12 JA31 LA03 NA08 NB02

(54) 【発明の名称】 伝送ゼロ点を有する高周波帯域フィルタ装置

(57) 【要約】

本発明は、主共振器と、この主共振器に結合される少なくとも1つの阻止帯域共振器とを含む高周波帯域フィルタアセンブリに関する。本発明の目的は、特定の個数の極を有して、可能な限り最大の数の伝送ゼロ点位置が阻止帯域内で生じるようにフィルタ構造を構成することであり、それによって、公知の共振器構成において、互いに隣接していない共振器の間でオーバカップリングが生じることがない。この目的のために、1つまたは複数の阻止帯域共振器が、その阻止帯域共振器が主共振器と連携して伝送ゼロ点位置と伝送極位置との両方を生じさせるように、主共振器に結合される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 高周波帯域フィルタ装置であって、主共振器（1）と、前記主共振器（1）に結合される少なくとも1つの阻止共振器（4、6、8）とから成り、前記主共振器（1）は、中断部分あるいは金属壁の形の切れ目（図2 aから図2 cの2と3）によって両側で境を成している線路セグメントによって規定されており、かつ、中心周波数（ f_0 ）で電磁的固有振動を有する高周波帯域フィルタ装置において、前記主共振器に結合される前記阻止共振器（4）は、前記主共振器（1）の前記線路セグメント上の波に対してその阻止周波数（ f_s ）で1の反射率を実現することと、前記少なくとも1つの阻止共振器は、前記阻止共振器と前記主共振器との間の周波数依存結合が前記線路に沿った電界および磁界の空間的変化のために前記帯域フィルタの前記中心周波数で消滅する、前記線路セグメントに沿ったそれらの位置で前記主共振器と結合されることと、を特徴とする高周波帯域フィルタ装置。

【請求項2】 前記少なくとも1つの阻止共振器は互いに対称に配置される1対の阻止共振器によって構成されることを特徴とする請求項1に記載の高周波帯域フィルタ装置。

【請求項3】 前記少なくとも1つの阻止共振器は前記主共振器に電氣的に結合されることを特徴とする請求項1に記載の高周波帯域フィルタ装置。

【請求項4】 前記少なくとも1つの阻止共振器は前記主共振器に磁氣的に結合されることを特徴とする請求項1に記載の高周波帯域フィルタ装置。

【請求項5】 前記少なくとも1つの阻止共振器は前記主共振器にガルバニ結合されることを特徴とする請求項1に記載の高周波帯域フィルタ装置。

【請求項6】 前記主共振器は前記帯域フィルタの前記中心周波数での線路波長のほぼ半分に相当する長さを有する線路セグメントによって構成されていることと、2つの前記阻止共振器が、前記周波数依存結合が前記中心周波数で消滅するように前記線路セグメントの中心で前記主共振器に結合されていることと、前記2つの阻止共振器の一方の阻止周波数が前記帯域フィルタの前記中心周波数よりも小さく、かつ、他方の前記阻止共振器の阻止周波数が前記帯域フィルタの前記中心周波数よりも大きいことと、前記2つの阻止共振器の前記阻止周波数は

前記帯域フィルタの伝送ゼロ点が必要とされる阻止領域内で選択されていることと、通過帯域内の3つの伝送最大が、前記通過帯域内のリターンロスが予め設定された最小値よりも大きいように、前記阻止共振器と前記主共振器との間の結合の強度によってシフトされることと、を特徴とする、3つの固有周波数（極）と2つの伝送ゼロ点とを有する請求項1に記載の帯域フィルタ。

【請求項7】 前記主共振器は前記中心周波数でほぼ1線路波長に相当する長さを有する線路セグメントから形成されることと、前記主共振器の前記線路セグメントに沿って中心周波数線路波長の約 $1/2$ だけ互いに間隔があげられており、かつ外側の阻止共振器対と前記線路セグメントの端との間で前記線路波長の約 $1/4$ だけ間隔があげられている2対の阻止共振器が、前記周波数依存結合が前記帯域フィルタの前記中心周波数で消滅するように、前記主共振器に結合されていることと、を特徴とする、5つの固有周波数（極）と4つの伝送ゼロ点とを有する請求項1に記載の帯域フィルタ。

【請求項8】 前記主共振器は、中心周波数線路波長の $1/2$ の概ね m 倍の長さを有する線路セグメントによって形成されていることと、前記線路セグメントに沿って前記中心周波数線路波長の $1/2$ の距離と、他の阻止共振器対と前記線路セグメントの端との間の線路波長の約 $1/4$ の距離で互いに間隔があげられる m 対の阻止共振器が、前記周波数依存結合が前記帯域フィルタの前記中心周波数で消滅するように、前記主共振器に結合されることと、を特徴とする、 $2m+1$ 個（ m は自然数）の固有周波数（極）と $2m$ 個の伝送ゼロ点とを有する請求項1に記載の帯域フィルタ。

【請求項9】 前記主共振器は、中心周波数線路波長の $1/2$ の概ね $(m+1)$ 倍の長さを有する線路セグメントによって形成されることと、前記線路セグメントに沿って前記中心周波数線路波長の $1/2$ の距離だけ互いに間隔があげられており、かつ外側の阻止共振器対と前記線路セグメントの端との間で前記線路波長の約 $1/2$ だけ互いに間隔があげられている m 対の阻止共振器が、前記周波数依存結合が前記帯域フィルタの前記中心周波数で消滅するように、前記主共振器に結合されていることと、を特徴とする、 $2m+1$ 個（ m は自然数）の固有周波数（極）と $2m$ 個の伝送ゼロ点とを有する請求項1に記載の帯域フィルタ。

【請求項10】 前記主共振器として働くフィルタ要素の前記線路セグメントの一方の端が、その次のフィルタ要素の前記線路セグメントの隣接する端と電氣的に、または磁氣的に、またはガルバニ的に結合されていることと、外側のフィルタ要素の前記線路セグメントの2つの外側端が入力または出力ポートに結合されていることとを特徴とする、フィルタ要素(Q個)のカスケードを有し、前記フィルタ要素は請求項2から5のいずれか1項に記載の帯域フィルタから形成される請求項1に記載の帯域フィルタ。

【請求項11】 一方の端(2)が、電界強度の最大が前記中心周波数で前記端で生じるように、前記帯域フィルタの入力ポート(ポート1)と電氣的に、磁氣的に、またはガルバニ的に結合されており、その他方の端(3)が、電界強度の最小が前記中心周波数でこの端において生じるように、前記帯域フィルタの出力ポートと電氣的に、磁氣的に、またはガルバニ的に結合されることと、1対の阻止共振器が第2のポート(図4aの3)の付近においてガルバニ的に、電氣的に、または磁氣的に結合されることと、前記2つの阻止共振器の選択された阻止周波数が阻止領域内の伝送ゼロ点の予め設定された周波数に等しいことと、通過帯域内の2つの伝送最大の周波数位置が、前記阻止共振器と前記の約 $1/4$ 波長長さの線路セグメントとの間の結合強度を変更することによって変えられることが可能であることと、を特徴とする、前記帯域フィルタの前記中心周波数での線路波長の $1/4$ である線路セグメント(図4aの1)の形の主共振器から成る、2つの伝送極と2つの伝送ゼロ点(図4a)とを有する、請求項1に記載の帯域フィルタ。

【請求項12】 前記阻止共振器対と前記の約 $1/4$ の線路波長長さの線路セグメントとの間のガルバニ結合を有する帯域フィルタにおいて、該線路セグメントは、前記2つの阻止共振器と共に、2つの異なる固有周波数を有するT字形の共振器(図11b)を形成することと、前記フィルタ入力「T」の垂直部分の下端と電氣的に結合されており、かつ、前記フィルタ出力は前記「T」の垂直部分の上端と電氣的に結合されていることとを特徴とする請求項11に記載の帯域フィルタ。

【請求項13】 請求項11または12に記載の帯域通過構造と請求項1か

ら9のいずれか1項に記載の帯域通過構造とから成るフィルタ要素のカスケードから成る帯域フィルタ。

【請求項14】 前記共振器は同軸共振器として設計されることを特徴とする請求項1から13のいずれか1項に記載の帯域フィルタ。

【請求項15】 前記共振器は中空の空間共振器として設計されることを特徴とする請求項1から13のいずれか1項に記載の帯域フィルタ。

【請求項16】 前記共振器は誘電体共振器として設計されることを特徴とする請求項1から13のいずれか1項に記載の帯域フィルタ。

【請求項17】 高温超伝導体によって構成されている平面共振器を含む、平面マイクロストリップ・ライン共振器または共平面共振器を有する請求項1から13のいずれか1項に記載の帯域フィルタ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

本発明は、主共振器とこの主共振器に結合される少なくとも1つの阻止共振器 (blocking resonator) とから成る高周波帯域フィルタ装置に関し、その主共振器は、中断部分 (interruption) すなわち金属壁の形の切れ目 (discontinuity) が両側で境界をなしている導電体セグメントによって画定されており、また中心周波数において電磁的な固有振動を有する。特に、本発明は、約0.5GHzより高く約100GHzより低い動作周波数範囲内の高周波電磁信号の高度に選択的なフィルタリングのための結合共振器から構成されている帯域フィルタの構成に関する。

【0002】

高周波帯域フィルタは、例えば地上無線放送、衛星無線放送、無線リンク、および、移動電話システム、さらには、レーダ、および、航法システムのような通信システムにおける重要な構成要素を構成する。この場合に、例えば無線受信機内のフィルタのような個々のフィルタが事前選択機能、すなわち、不要な干渉信号の抑制を果し、またフィルタバンク (filter bank) が周波数チャネリング機能を果たす。無線送信機の場合には、個々の帯域フィルタが特に増幅器の出力信号中の帯域外スペクトル部分 (off-band spectral share) を抑制するために使用され、また出力マルチプレクサの形のフィルタバンクが、様々な搬送波を共用アンテナ (shared antenna) に集めるために使用される。

【0003】

高周波帯域フィルタでは先ず最初に能動設計と受動設計とに分けることが可能である。直線性および低雑音レベルに関する厳しい要求がある場合には、本明細書でさらに詳細に検討する受動フィルタだけが可能である。受動電磁フィルタ (passive electromagnetic filter) の機能は電界および磁界エネルギーの蓄積に基づいている。ディスクリット構造要素から成るフィルタでは、電界および磁界エネルギーは、有限な数の空間的に分離されたディスクリット要素の中に、すなわち、コンデンサとインダクタの中に互いに別々に蓄積される。これらのディスクリット構造要素の幾何学的寸法は導波長 (guided wavelength) の10分の1

よりもはるかに小さくしなければならず、一方ではこの構造要素の無負荷 Q (unloaded Q) が寸法の縮小につれて急激に低下するので、結合された共振器から成る構造が、約1 GHzを超える場合に、相互接続されたディスクリットなコンデンサおよびインダクタの代わりに、急峻なエッジを有するフィルタ (steep-edged filter) のために使用されることが好ましい。

【0004】

本明細書で検討されている種類のフィルタの基礎的要素を表す共振器の設計に関しては、様々なタイプが使用可能である。同軸TEM導体セグメントと中空導体セグメントとが同軸共振器または空洞共振器を作るために使用され、この共振器では電磁界が導電表面によって完全に包囲される。こうした共振器は、体積を減少させかつ空間的な電磁界の進行 (spatial field progression) を変化させるために、低損失の誘電体材料で部分的または完全に充填することができる。誘電体共振器 (dielectric resonator) では、電磁界封入 (field inclusion) が主として誘電体材料と周囲空気との間の界面 (interface) によって生じ、この界面から外側に向かって空間的に減衰する電磁界が、必要に応じて金属ケーシングによってシールドされる。マイクロストリップ・ラインとストリップ・ラインと共平面共振器とを含む平面共振器は、誘電体基板上の平面プリント導体から成る。

【0005】

特に、共振器設計の選択は、フィルタ仕様によって必要とされる共振器の無負荷 Q によって影響される (下記の説明を参照されたい)。従来の技術では、高い無負荷 Q は共振器の比較的大きな幾何学的寸法を意味する。他方、フィルタ中のすべての共振器全体のために使用可能な体積は、より低いGHz範囲では制限されている。体積を約50%減少させる要求が、共振器を直交モードによって二重に使用すること (二重モード共振器) によって実現される。高い無負荷 Q が大きな幾何学的寸法を意味するという規則の例外が、高温超伝導体から構成される冷却平面共振器を使用することによって実現される。コンパクトな高 Q 共振器に向けての別の技術的な開発が、誘電体共振器のための高い誘電率を有する極めて低損失の誘電体材料の開発の進歩によって生じている。必要とされる電力両立性 (加熱、マルチパクティング (multipacting)) も、共振器設計の選択に影響する

。

【0006】

帯域フィルタの電氣的挙動が、周波数帯域（通過帯域幅）および通過帯域の位置によって、通過帯域内での最大インサージョン・ロス（insertion loss）および最小リターン・ロス（return loss）によって、通過帯域と阻止領域との間の移行区域（transfer area）の幅によって、および阻止領域内の最小逆減衰（reverse attenuation）によって特徴付けられる。

【0007】

フィルタ構造の特性をさらに量的に記述するために、阻止領域内の有限な周波数の場合、通過帯域内の減衰ゼロ点（attenuation zero）（反射ゼロ点）の数 N と減衰ピーク（attenuation peak）（伝送ゼロ点（transmission zero））の数 M とを使用する。反射ゼロ点と伝送ゼロ点を使用するこの特徴付けでは、（想像上の）無損失の場合の挙動が基準として採用され、ゼロ点がその順序に基づいて繰り返しカウントされる。

【0008】

帯域フィルタを実現するために、 N_R 個の共振器が、結合された共振器のシステム全体が通過帯域の区域内に合計 $N = N_R$ の減衰ゼロ点を有するように、一緒に結合されることが可能である（共振器の二重使用時には $N = 2 N_R$ ）。さらに、適切な結合方法（後述の説明をさらに参照されたい）が、合計で $M < N$ の減衰ピーク（伝送ゼロ点）が有限な周波数で阻止領域内で生じることを可能にする。

【0009】

必要な減衰ゼロ点の数 N と、したがって必要な共振器の最少数とが、移行幅（transfer width）の通過帯域に対する比率（「フィルタエッジの相対峻度（relative steepness of filter edges）」）から生じる。

【0010】

通過帯域内の減衰ゼロ点の必要数 N が、設定されたフィルタエッジ相対峻度で、 M/N の増大と共に単調に減少するということが、本発明によって実現される利点の後述の説明に対して極めて重要である。 $M = 0$ のチェビシェフフィルタ（Chebyshev filter）の代わりに $M > 0$ の準楕円フィルタ（quasi-elliptical fil

ter) が使用される場合には、設定されている通過帯域において、必要とされるエッジ峻度のためには、より小さな数 N の、したがってより小さい数 N_R の共振器で十分である。 $M < N - 1$ の準楕円フィルタの代わりに $M = N - 1$ の「真楕円」フィルタを使用すれば、この必要とされる数 N はさらに減少させられる。

【0011】

フィルタの共振器における抵抗損と誘電体損のために、そのフィルタの周波数応答が低下させられ、そのためにフィルタエッジの実現可能な峻度が丸め効果 (rounding effect) によって制限され、通過帯域における散逸インサクション・ロスが増大させられる。この低下は第1の近似では N だけに依存しており、伝送ゼロ点の数 M には存在しないので、より高いエッジ峻度とより低い散逸インサクション・ロスとを有するフィルタが、 M/N を増大させることによって共振器の設定された無負荷 Q において実現されることが可能である。

【0012】

結合された共振器によって構成されるフィルタにおいて伝送ゼロ点を生じさせるために現時点で主に使用されているアプローチは、隣接共振器の直接的な結合に加えて、直接的には隣接しない共振器の間の結合（「オーバカップリング (overcoupling)」）を導入することを含む。従来の通過帯域は共振器のカスケードから成り、内側共振器が少なくともその隣接する2つと結合されており、かつ、2つの外側共振器がそのフィルタ・ポート (filter port) と結合されている。隣接していない共振器の間の追加の結合がなければ、有限な周波数において伝送ゼロ点が生じず、すなわち、 $M = 0$ が当てはまる。適切な強度と符号とを有するオーバカップリング、すなわち、隣接していない共振器の間の結合が、阻止領域内の伝送ゼロ点をもたらし、結合経路の位置に応じてオーバカップリング1つ当たりで1つから2つの伝送帯域が生成される。上述の理由の目的が、可能な限り大きな M/N 比と、個々の伝送ゼロ点の周波数位置の選択における最大の自由とを得ることであるならば、このことは、「標準形結合構造 (canonical coupling structure)」と呼ばれる結合方式をもたらし、および、 N が偶数である場合は、 $N - 2$ 個の異なるオーバカップリングを使用する時に $N - 2$ 個の自由に配置可能な伝送ゼロ点をもたらし、通過帯域に対して対称に位置している $M = N - 2$ 個の

ゼロ点の場合には、少なくとも $(N-2)/2$ 個のオーバカップリングが必要とされる。多数のオーバカップリングを有するこうしたフィルタの実際的な実現は、一般的に、共振器と結合要素との空間的配置の選択におけるトポロジカルな問題を生じさせる。標準形結合構造では、第1の共振器と最後の共振器とが結合されなければならない、したがって互いに直ぐ近接して位置していなければならないので、高い次数 N を有するフィルタにおいて十分に高い逆減衰を実現することには問題が生じることになる。

【0013】

従来の技術では、英語文献で「抽出極構造 (extracted-pole-structure)」と呼ばれる構成が、互いに隣接していない共振器の間のオーバカップリングを有する共振器構成を使用する代わりに、伝送ゼロ点を実現するために使用され、この場合には、追加の共振器が、阻止領域内で伝送ゼロ点を実現するように、有限の周波数において伝送ゼロ点なし ($M=0$) に、帯域フィルタの入力および／または出力ポートに対する給電リード (supply lead) に結合される。こうした構成の1つがDE 42 32 054 A1から公知であり、この特許文献では、少なくとも1つの同軸共振器から成る帯域消去フィルタ (band-stop filter) が、有限の周波数で伝送ゼロ点がない ($M=0$) マイクロ波セラミックフィルタに直列に接続されている ($M=0$ の帯域フィルタと帯域消去フィルタとによって構成されたカスケード)。この帯域消去フィルタは、通過帯域の外側に位置している干渉周波数を除去するために使用される。US 3,747,030 Aでは、約 $1/4$ 波長の長さの線路共振器 (line resonator) が、 $M=0$ の集中素子から成るフィルタの入力または出力に並列に接続されている。この結果として、帯域消去フィルタはフィルタの2ポート・ネットワークに直列に接続されている。1つの帯域消去フィルタを $M=0$ を有する帯域フィルタとカスケードにすることに関するこの着想の欠点は、帯域消去フィルタのために追加の共振器を使用することが必要であること、すなわち、通過帯域内に N 個の減衰ゼロ点を有するフィルタのために合計 $N_R > N$ 個の共振器を使用することが必要であることにある。

【0014】

関連する周波数範囲内の信号の通過を許容し、かつ、隣接の周波数範囲内の信

号を阻止するという機能のために、2つの別個の阻止領域を有する帯域消去フィルタが帯域フィルタの代わりに使用されることも可能である。この場合には、使用される通過帯域は帯域消去フィルタの2つの阻止領域の間に位置している。US 5,291,161 Aからこのタイプのフィルタが公知であり、このフィルタは連続した主線路 (continuous main line) とこの主線路にガルバニ的に結合されているスパー (拍車状突起) 線路 (spur line) とから成り、各スパー線路が伝送ゼロ点を発生させる。I. C. HungerおよびJ. R. Rhodesの “Electronically tunable microwave bandstop filters” (電子的にチューニング可能なマイクロウェーブ帯域消去フィルタ), IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-30, No. 9, 1982年9月、pp. 1361~1367から、静電結合スパー線路も、ガルバニ結合スパー線路の代わりに伝送ゼロ点を生じさせるために使用可能であるということが公知である。さらに、DE 24 42 618 C2から、スパー線路 (分枝線路) に結合された連続伝送線路が公知である。阻止共振器として、 N_R 個の結合スパー線路を有する、フィルタ入口からフィルタ出口まで連続した主線路から構成されているこうしたフィルタ構造を使用することの1つの欠点は、高い逆減衰が有限な幅の周波数範囲に限定された状態のままであり、したがってこれらの範囲を越えてこのフィルタが再びスルーになることを可能にするということである。第2の欠点は、減衰ゼロ点の数 N が、2つの阻止領域の間の使用通過帯域内において共振器の数よりも少なく、したがって、通過帯域と阻止領域との間においては、設定された共振器の数 N_R に対してフィルタエッジの実現可能な最大峻度に達することができないということである。

【0015】

したがって、本発明の目的は、オーバカップリングや、「抽出極 (extracted-pole)」共振器や、連続主線路を有する帯域消去フィルタ構造は使用されず、従って上述のようなこれらの概念の欠点が回避されることが可能であるような、帯域消去フィルタ内に所望な配置が可能な $M = N - 1$ 個までの減衰ピークを有する結合共振器から構成される帯域フィルタを実現するための方法を提示することである。

【0016】

この目的は、特許の請求項に記載されている項目によって本発明にしたがって実現される。本発明は、各阻止共振器が阻止領域内の所望の伝送ゼロ点の1つと同様に通過帯域内の減衰ゼロ点の両方を残りのフィルタ構造と一緒にあって実現するように、阻止共振器が帯域フィルタ構造の中に一体化されている帯域フィルタ構造を提案する。本発明の好適実施態様によるこうした帯域フィルタ構造は下記の特徴によって特徴付けられる。

(a) この帯域フィルタは、 $N = 2m + 1$ (m = 自然数) の極 (Pole) と $N - 1$ の伝送ゼロ点とを有する詳細に後述するインピーダンス対称フィルタ要素 (impedance-symmetrical filter member) によって、または、 $N = 2$ 極と $M = 2$ の伝送ゼロ点とを各々が有する詳細にはさらに後述するインピーダンス対称フィルタ要素から成るカスケード (cascade) 構成によって構成されている。

(b) $N = 3$ 極と $M = 2$ の伝送ゼロ点とを有するインピーダンス対称フィルタ要素は、主共振器と呼ばれる、2つの切れ目によって境界を接した線路セグメントから成り、この線路セグメントの中央に1対の阻止共振器が結合されており、そこでの主共振器上の縦方向の界分布 (field distribution) が、主共振器の共振周波数 (中心周波数) では阻止共振器に対する結合が消失するがしかし、この共振周波数から外れている周波数では有限の値をとるようにさせる。主共振器の長さは、帯域フィルタの中心周波数で線路波長の半分に等しいように選択される。一方の阻止共振器に対して選択された阻止周波数は、中心周波数よりも小さく、かつ、他方の阻止共振器の阻止周波数は中心周波数よりも大きいので、従って、これら2つの阻止共振器の各々が、伝送ゼロ点、及び主共振器との相互作用による追加のポートとを生じさせる。単一のインピーダンス対称フィルタ要素が帯域フィルタとして使用される場合には、主共振器の一端はフィルタ入力に電氣的に、ガルバニ的に、または、磁氣的に結合され、その他端はフィルタ出力に結合される。帯域フィルタが幾つかのインピーダンス対称フィルタ要素のカスケードから構成されている場合には、入力または出力ポートに結合されない互いに隣接する主共振器の端部は、電氣的に、ガルバニ的に、または、磁氣的に互いに結合される。

(c) $N = 2m + 1$ の極 (m は1よりも大きい自然数) と $M = N - 1 = 2m$ の伝

送ゼロ点とを有する1つのインピーダンス対称フィルタ要素は、主共振器と呼ばれる、2つの切れ目によって境界を接した線路セグメントから成り、それには中心周波数波長の約半分の距離で互いに間隔をあけられている m 対の阻止共振器が、主共振器上の縦方向の界分布が主共振器の共振周波数（中心周波数）では阻止共振器に対する結合が消失するがしかし、上述の周波数から外れている周波数では有限の値をとるようにさせるように、結合される。主共振器の長さは、中心周波数における線路波長の半分の m 倍にほぼ相当するように選択され、そして主共振器の端からの外側の阻止共振器対の距離は線路波長の約 $1/4$ の長さになる。 m 対の阻止共振器の各々の2つの阻止共振器の阻止周波数が、一方が中心周波数よりも小さく、他方が中心周波数よりも大きいように選択され、従って、この2つの阻止共振器の各々が伝送ゼロ点と、主共振器との相互作用によって追加のポートとを生じさせる。単一のインピーダンス対称フィルタ要素が帯域フィルタとして役立つ場合には、主共振器の一端はフィルタ入力に電氣的に、ガルバニ的に、または、磁氣的に結合され、そして主共振器の他端はフィルタ出力に結合される。帯域フィルタが幾つかのインピーダンス対称フィルタ要素のカスケードから構成される場合には、入力または出口ポートに結合されていない互いに隣接する主共振器の端部は、電氣的に、ガルバニ的に、または、磁氣的に互いに結合される。

(d) インピーダンス対称フィルタ要素に加えて、 $N=2$ のポートと $M=2$ の伝送ゼロ点とを有するインピーダンス非対称フィルタ要素(*impedance-unsymmetrical filter member*)の各々が、幾つかのフィルタ要素のカスケードから帯域フィルタを構成するために使用されることが可能である。インピーダンス非対称フィルタ要素は主共振器から成り、その長さは帯域フィルタの中心周波数での線路波長の約 $1/4$ に相当し、その一端は、この線路端が高抵抗終端される（最大の電界強度である）ように隣接フィルタ要素に結合されており、その他端は、その線路端が低抵抗終端される（線路端で電流最大である）ようにバンドパスの隣接フィルタ要素または入力もしくは出力ポートに結合され、そしてそこで1対の阻止共振器が主共振器の低抵抗端に電氣的またはガルバニ的に結合される。

上で行ったインピーダンス対称フィルタ要素とインピーダンス非対称フィルタ要素との間の区分は、インピーダンス対称フィルタ要素では、入力と出力のポートが同じ終端抵抗に接続されているときに損失がごくわずかであれば電力伝送係数(power transmission factor)の最大値が1の値に達し、一方、伝送非対称フィルタ要素の場合では、完全な電力伝送は、非常に非対称なポート抵抗の場合にのみ実現可能であるにすぎないということであるように理解されるべきである。

【0018】

以下に、本発明を、図1から図4に示す基本原理と、図5から図12に示す実施形態とに基づいてさらに詳細に説明する。

【0019】

図1eは、 $N=3$ の極と $M=2$ の伝送ゼロ点とを有する本発明によるインピーダンス対称フィルタ要素の基本構造の略図を与えるのに対し、一方、図1aから図1dは技術の現状を反映する構造の略図を与え、したがって、これらの図は、図1eに示す通りの本発明による構造の基本原理の段階的な説明を提供する役割を果たすにすぎない。

【0020】

図1aは均一な高周波線路1を象徴的に示し、この図では、この線路が、例えば同軸線路のような金属TEM線路、例えばマイクロストリップ・ラインもしくはストリップ・ライン(strip line)もしくは共平面線路(coplanar line)のような平面線路、または、中空導体もしくは誘電体線路(dielectric line)として設計されることが可能である。散逸を無視すれば、電力伝送係数2の周波数応答、すなわち、無反射終端ポート(reflector-free terminated port)2に存在する電力 P_2 とポート1に到達する電力 P_{in} に対するその間の比の周波数依存性は、その線路の調べられた動作周波数範囲内では周波数に係わらず1に等しい。

【0021】

図1bは、図1aに対して変更された構造の略図を与え、この図では、2つの切れ目3が線路列中に対称に導入されている。これらの切れ目は有限な長さaの線路セグメントを規定し、この上に電磁的な固有振動が、長さaが線路波長の $1/2$ の整数倍に相当する周波数で生じ、こうした固有振動は、その線路に沿って

電界および磁界の強度のノード (node) と波腹 (antinode) とを有する定在波によって特徴付けられ、電界強度または磁界強度のノードが共振周波数で対称平面4内に存在する。こうして考案された構造は、先行技術で公知の1極バンドパス (1-pole bandpass) を表し、これは、周波数 f_0 で最大 $P_2/P_{in} = 1$ (減衰ゼロ) を有する電力伝送係数5の周波数応答によって特徴付けられる。線路セグメントの境界となる切れ目は、技術的に線路の中断の形をとることも、または、例えば金属カバーとして設計されることも可能であり、また伝送曲線の周波数帯域幅 Δf が、線路と、共振器として働く線路セグメントの端との間の結合の強度によって変えることが可能であることも先行技術で公知である。

【0022】

図1cは、図1aに対して変更された構造を示し、この図では、共振回路6 (「阻止共振器」) が線路に結合され、従って電力伝送係数7の周波数応答が周波数 f_s で伝送ゼロ点を有する。この場合、この構造は、先行技術から公知である1極帯域消去フィルタ (one-pole band-stop filter) (「ノッチフィルタ」) の構造を表す。

【0023】

図1dは、図1cに対して変更された構造を示し、この図では、種々の共振周波数を有する2つの阻止共振器8が1つの阻止共振器の代わりに結合されており、 f_{s1} および f_{s2} で2つの伝送ゼロ点をもたらす。

【0024】

本明細書において、本発明に対する1つの重要な側面は、図1bの構造と図1dの阻止共振器対との組合せから図1eによる構造を形成することを含む。有限な長さの線路セグメントが、本明細書では主共振器と呼ぶ共振器を形成し、この主共振器は中央に電界または磁界のノードを有する。本発明の重要な一側面は、その結合が周波数 f_0 で消滅する阻止共振器と主共振器との間の結合の選択を含み、これは、例えば、電界のノードが存在すると仮定する場合には主共振器と阻止共振器との間の電氣的結合を選択することによって実現され、また磁界のノードが存在すると仮定する場合には磁氣的結合を選択することによって実現される。この処置の結果として、一方では、主共振器の共振が周波数 f_0 で阻止共振

器対によって妨害されることがなく、また他方では、阻止共振器対と主共振器との間の結合が、 f_0 とは異なる周波数に対して2つの追加の固有振動を生じさせる。したがって、本発明によるこの構造では、2つの阻止共振器が、一方では、図1 dによる構造の場合のように2つの伝送ゼロ点を実現させ、他方では、線路セグメントと共に合計3つの固有振動（3極）を生じさせるということにおいて、二重の機能を果たす。したがって、共振周波数と結合の強度との適切な選択を仮定すれば、図1 eによる構造の周波数応答10は、 f_1 と f_2 と f_3 での3つの伝送最大（減衰ゼロ点）と同様に、 f_{s1} と f_{s2} での2つの伝送ゼロ点とによって特徴付けられる。3つの極と2つの伝送ゼロ点とを実現するためのこのフィルタ要素では、伝送ゼロ点の周波数位置は阻止共振器の共振周波数によって決定され、また中央の伝送最大の周波数位置は主共振器の長さによって決定される。2つの外側の伝送最大の位置は、主共振器と阻止共振器との間の結合の強度によって変えられることが可能であり、これらの周波数は、結合の増加の場合は、中心周波数の方にシフトする。

【0025】

本発明の別の本質的な側面は、 $M = 2m$ の伝送ゼロ点と $N = M + 1 = 2m + 1$ の極とを有するフィルタ要素を実現するための、図2 aから図2 cに示されているような、図1 eによる一般化された原理である。図2 aはまた図1 eによる $m = 1$ の場合を示す。線路セグメントが、中心周波数での波長（「中心周波数線路波長（middle frequency line wavelength）」）の半分である場合には、阻止共振器と主共振器の間の結合のタイプは、電界または磁界の最大量が線路セグメントの端に位置しているかどうかによって依存する。電界の最大がその端に位置している場合には、電界は周波数 f_0 での対称平面内にノードを有し、したがって、2つの阻止共振器は上述の設計規則にしたがって電氣的に結合されなければならない、一方、上記の端での磁界最大は磁界のノードのために磁気結合が存在することを要求する。磁界最大が上記の端にある場合に阻止共振器と主共振器の間の磁気結合を使用することが依然として可能であるためには、線路セグメントの長さが、中心周波数線路波長の半分である代わりに全波長に相当しなければならない。

【0026】

図2 bは、 $m=2$ 、すなわち、 $N=5$ の極と $M=4$ の伝送ゼロ点との場合に対する、本発明による一般化を示し、ここで線路波長のほぼ半分の距離だけ互いに間隔を置いた2対の阻止共振器が使用される。

【0027】

図2 cは、 $N=7$ の極と $M=N-1=6$ の伝送ゼロ点とを有するフィルタ要素への本発明による拡張を示す。

【0028】

図2 aから図2 cに示されている原理によるフィルタ要素の極数 N の増加は、主共振器のより高い不要な固有振動の周波数位置 (frequency position) によって制限され、極数を増加させるための主共振器の延長が、該当する周波数範囲内の主共振器の固有共振をますます収束させる。この制限にも係わらずより多くの極数を有するフィルタを実現することが可能であるようにするために、本発明の別の実施形態が、2つの代案のアプローチ、すなわち、図2 aから図2 cによるインピーダンス対称フィルタ要素をカスケードにすることと、フィルタ要素当たり2つの極と2つの伝送ゼロ点とを有するインピーダンス非対称フィルタ要素を導入することとを提案する。

【0029】

図3は、極数 $N=N_g \times Q$ と $M=N-Q$ の伝送ゼロ点とを有するフィルタが、 N_g 個の極と $M_g=N-1$ の伝送ゼロ点とを各々が有する Q 個のフィルタ要素のカスケードからどのように形成されるかを示す。例として、 $N_g=3$ を有する3つのフィルタ要素から構成されている6つの伝送ゼロ点を有する9極 (9ループ) フィルタと、 $N_g=5$ を有する3つのフィルタ要素から構成される8つの伝送ゼロ点を有する10極フィルタの場合が示されている。

【0030】

インピーダンス非対称フィルタ要素は、図1 eによる阻止共振器対を有するインピーダンス対称フィルタ要素を変更することによって、本発明にしたがって実現され、この場合に、2つの切れ目の一方が、阻止共振器対が結合されている箇所付近に配置される。このことが、中心周波数線路波長の約 $1/4$ の長さだけ阻止共振器の結合箇所から離して間隔をあけられている切れ目2 (「高抵抗端」

）と、阻止共振器対の結合箇所の付近に配置されている第2の切れ目（「低抵抗端」3）とを有する、図4 aに示されたT字形構造をもたらす。

【0031】

インピーダンスの非対称性を補償するために、少なくとも1つのインピーダンス対称要素が、インピーダンス非対称フィルタ要素から構成されているカスケードの中に追加される。図4 bに示すように、インピーダンス対称要素5は、ここではカスケードの一方の端に配置されるか、あるいは中央に挿入される（図4 c参照）ことが可能である。

【0032】

図1 e、図2 aから図2 c、図3、および図4に概略的に示されている本発明によるフィルタ構造に関しては、非常に多くの可能性のある技術的構成が生じ、これらの構成は特に次の点で互いに区別される。すなわち、

- a) 主共振器を構成するために使用される線路のタイプ、
- b) 阻止共振器の設計、
- c) 阻止共振器と主共振器との間の結合のタイプ、および、
- d) カスケード内の主共振器間と主共振器とポートの間の切れ目（結合）の構成。

【0033】

図5は、6つの伝送ゼロ点を有する7極フィルタが、同軸線路技術に基づいた図2 cに示される原理にしたがって単一のフィルタ要素の形でどのように実現されることが可能であるかの一例を示す。主共振器1は方形内側および内側線路(square inner and inner line)を有し、また中心周波数波長の1.5倍に等しい長さを有する。線路セグメントに境界を接する切れ目は静電結合器(capacitive coupler)の形をとる。阻止共振器2は、線路波長の約1/4の長さを有して端部で短絡された同軸線路セグメントとして実現され、かつ主共振器に静電的に結合される。

【0034】

図6は、図5による構造の変型を示し、ここでは、阻止共振器2は主共振器の内側線路にガルバニ的に結合されているが、その端部では容量性負荷状態に置か

れている。

【0035】

図7は、2つのインピーダンス非対称フィルタ要素と1つのインピーダンス対称要素とから構成されている構造を示し、ここでは9つの極と8つの伝送ゼロ点とが得られる。

【0036】

図8は、5つの極と4つの伝送ゼロ点とを有するインピーダンス対称フィルタ要素から構成されるフィルタを示し、これはH10波タイプ (H10 wave type) 用の方形の中空線路に基づいて実現されている。主共振器1は両端で短絡された方形の中空線路から成り、これは中心周波数で中空線路波長に相当する長さを有する。4つの阻止共振器2が、短絡された1/4中空導体セグメントの形で実現されている。ポートに対する結合は、例えば同軸接続点 (coaxial junction) 3を介して生じることが可能である。

【0037】

図9は、2つのインピーダンス対称フィルタ要素から構成されるフィルタの場合の誘電体共振器による実現の一例を示し、ここでは、各フィルタ要素は3つの極と2つの伝送ゼロ点とを生じさせ、したがって帯域フィルタは合計で6つの極と4つの伝送ゼロ点とを有する。適切な誘電体材料、すなわち、可能な限り高い誘電率 (dielectric constant) と、低い損失角 (loss angle) と低い温度係数とを有する材料 (例えば、チタン酸ジルコン酸バリウム) から作られる主共振器1と阻止共振器2とが、例えば石英材料から作られるスペーサ3によって、過剰に高い抵抗損を回避するのに十分な金属ケーシング5の床からの距離を置いて配置される。主共振器は、 f_0 で図9bに示されている界分布を伴う固有共振を有するように寸法決めされており、また阻止共振器は、4つの阻止周波数 f_1 から f_4 で共振するように寸法決めされており、ここでこれらは図9cによる界分布を有する。この主共振器の空間的な界分布 (spatial field distribution) のために、それは f_0 で阻止共振器の共振界 (resonance field) に結合されない。しかし、主共振器と阻止共振器との間の結合が f_0 以外の周波数に対して得られ、その結果として追加の4つの固有共振が生じる。ポートに対する結合は、例えば、導

体ループ4を使用して生じることが可能である。

【0038】

図10は、誘電体材料から作られるフィルタ要素のための別の実現可能な設計の一例である。主共振器5は、長さ a を有する誘電体長方形から成り、この長さはその誘電体長方形(dielectric square)上の表面波の波長にほぼ相当する。これは図10bに相当する主共振器上の界分布を生じさせる。4つの阻止共振器1～4も誘電体長方形から成り、この個々の長さ $b_1 \sim b_4$ は4つの伝送ゼロ点の周波数位置に影響を与える。誘電体主共振器と4つの誘電体阻止共振器とから構成されている構造全体が5つの固有振動を実現する。極の周波数位置は、主共振器と阻止共振器との間の結合の強度によって変更されることが可能である。空気または比較的低い誘電率を有する誘電体材料で充填されている、幅 h_1 から h_4 を有する共振器間の「間隙」が、この結合の強度を変えるために使用される。

【0039】

本発明による原理は、例えばマイクロストリップ・ライン構造のような平面共振器構造にも適用されることが可能であり、この場合に、高温超伝導体から作られているマイクロストリップ・ライン構造も、非常に高レベルの小型化にも係わらず高い無負荷 Q を有するので関心のある構造である。

【0040】

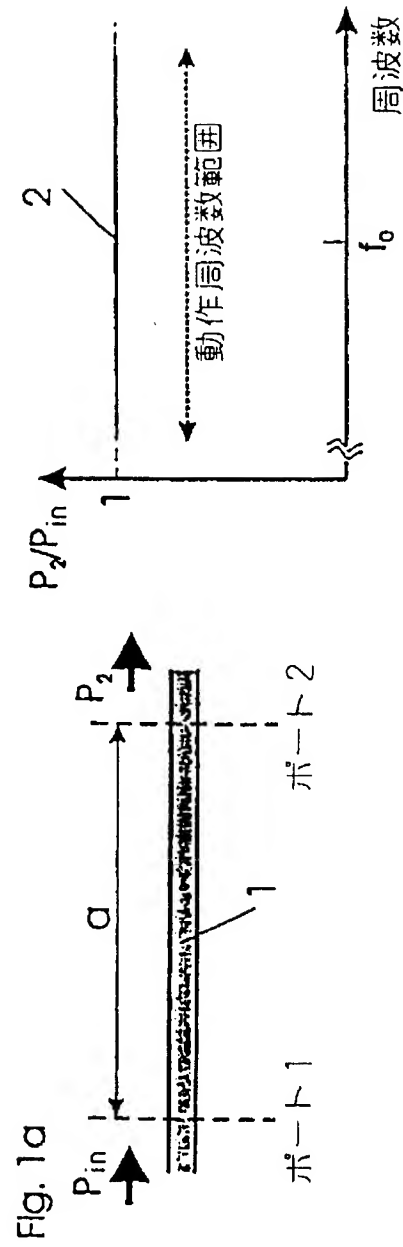
図11は、マイクロストリップ・ライン技術における本発明によるインピーダンス非対称フィルタ要素の実現を説明する。図11aは、最初に、マイクロストリップ・ライン共振器の先行技術における公知の原理を思い出すものである。この構造では、適切な誘電体基板1が、一方の側に連続導体層2を有し、他方の側に構造化導体層(structured conductor layer)を有する。図11aはマイクロストリップ・ライン共振器3の公知の構造を示し、この端部は給電リード4、5に静電的に結合されている。電力伝送係数6の周波数応答は周波数 f_0 で最大を有し、この最大の幅は線路端(切れ目)での結合の強度によって変えられることが可能である。図11bは、マイクロストリップ・ライン技術においてインピーダンス非対称フィルタ要素がどのように実現可能であるかを示す。この目的のためにT字形導体構造が使用され、そこでは個々のアームの長さは中心周波数での

線路波長のほぼ $1/4$ に相当し、この場合にサイドアーム3の長さまたは幅における明確な非対称性がその機能にとって必要である。このサイドアームは阻止共振器の単純な実現を表し、この場合に阻止周波数はこのアームの長さによって影響される。第3のアームと共に、このサイドアームは、2つの異なる周波数で共振する構造を形成し、従ってT字形構造は二重モード共振器(dual-mode resonator)の特殊な形態を示す。出力ポートは、図11bに示されている仕方でT字形構造に静電的に結合されることが可能である。このように形成された二重ポート(dual port)の周波数応答は、2つの伝送最大と2つの伝送ゼロ点とによって特徴付けられ、ここで伝送最大の絶対値は非対称性のために1よりもはるかに下にあることが可能である。この理由から、単一の非対称フィルタ要素は、インピーダンス対称フィルタ要素とは反対に、使用可能な帯域フィルタには該当しない。上述の実現例のすべてと同様に、このマイクロストリップ・ライン構造も、例えば変化する幅を有する不均質な線路セグメントを使用することによって、様々なやり方で変形されることが可能である。

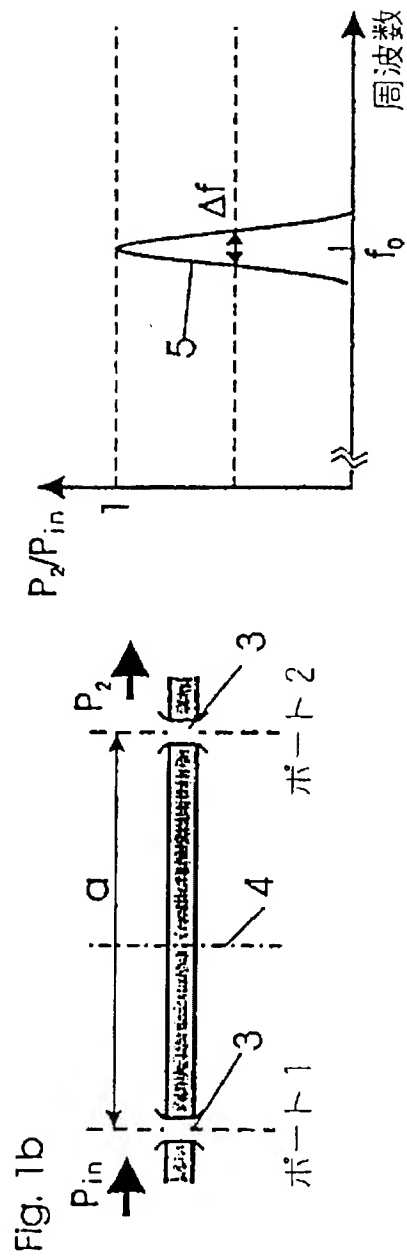
【0041】

図12は、8つの伝送ゼロ点を有する9極フィルタがどのように4つのインピーダンス非対称フィルタ要素1と従来通りの半波共振器(half-wave resonator)2とから形成されることが可能であるかの一例を示す。追加の極を備えていることに加えて、カスケード内の共振器2は、ポート2でのインピーダンス（例えば、 50Ω ）を、T字形共振器の接続点に対する結合箇所でのより低いインピーダンスレベルに変換する。この場合には、個々のフィルタ要素に対するパラメータは、例えば周波数応答に関してカウア(Cauer)特性を実現するように寸法決めされることが可能である。

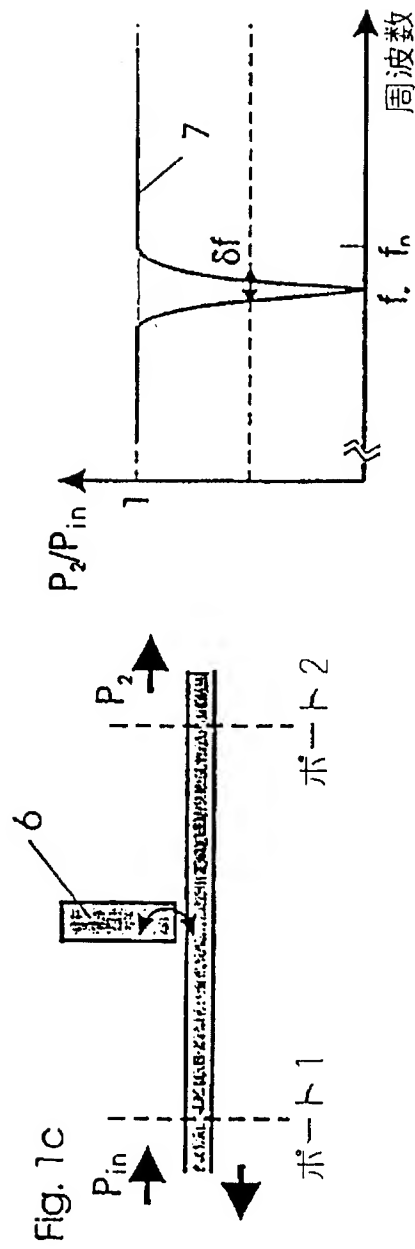
【図1 a】



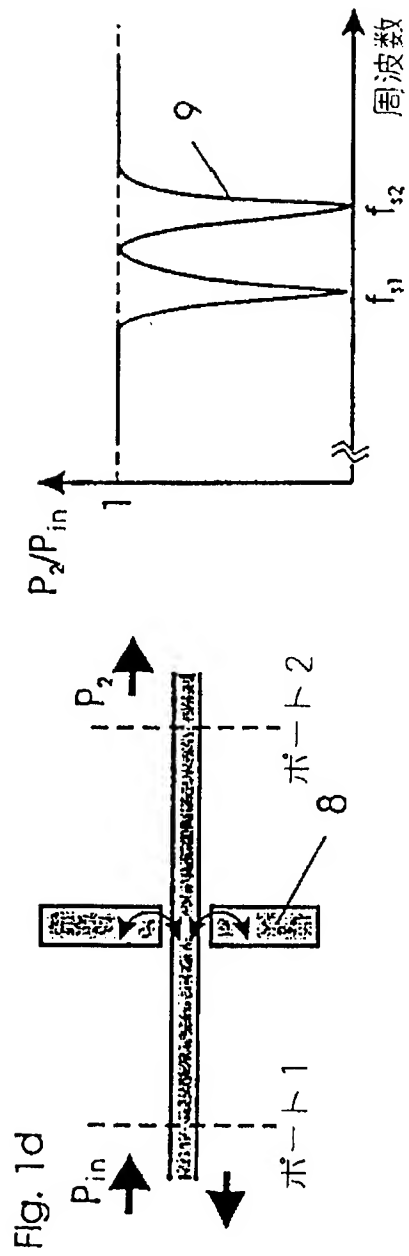
【図1b】



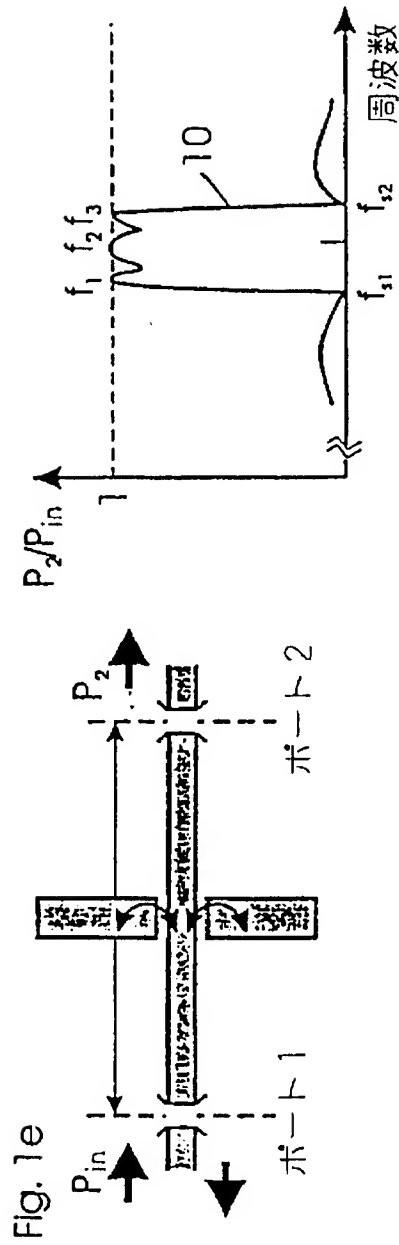
【図1c】



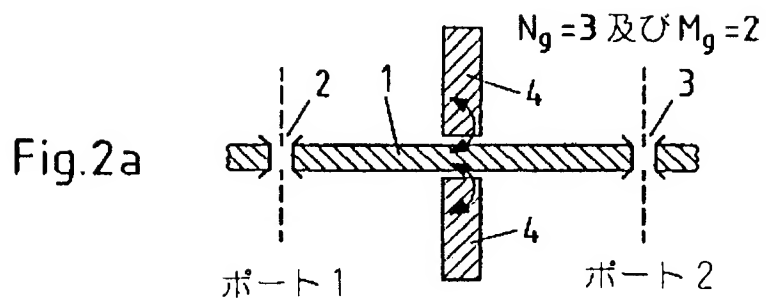
【図1d】



【図1 e】

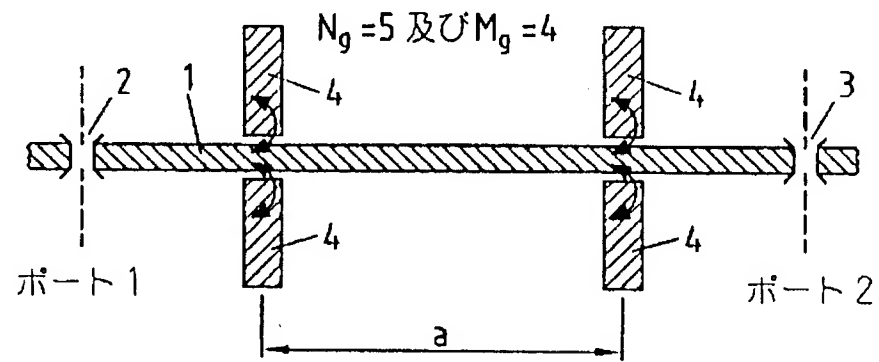


【図2 a】



【図2b】

Fig.2b



【図2c】

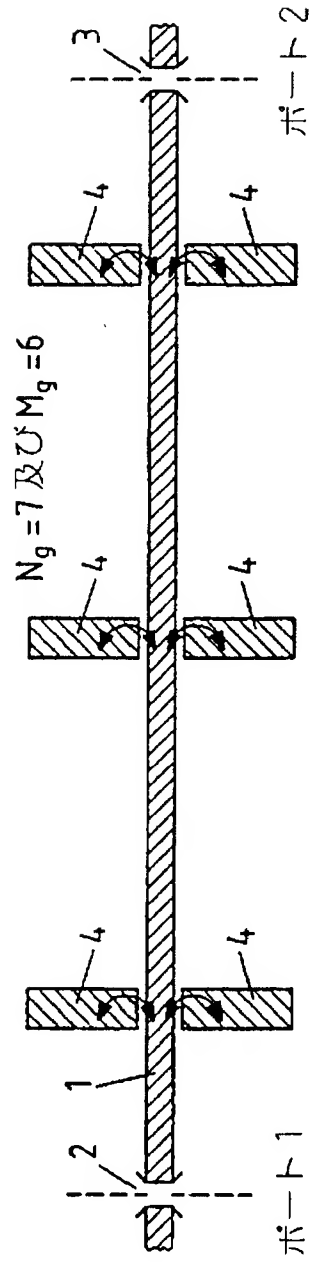


Fig.2c

【図3a】

$N=9, M=6$

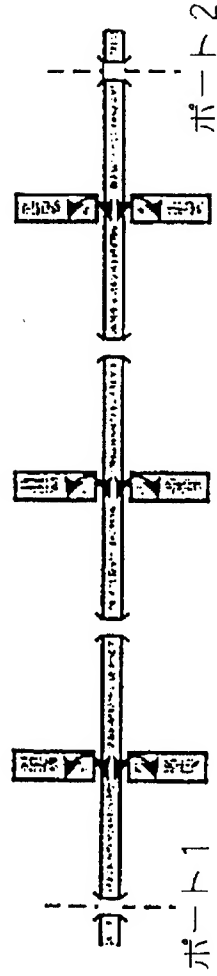
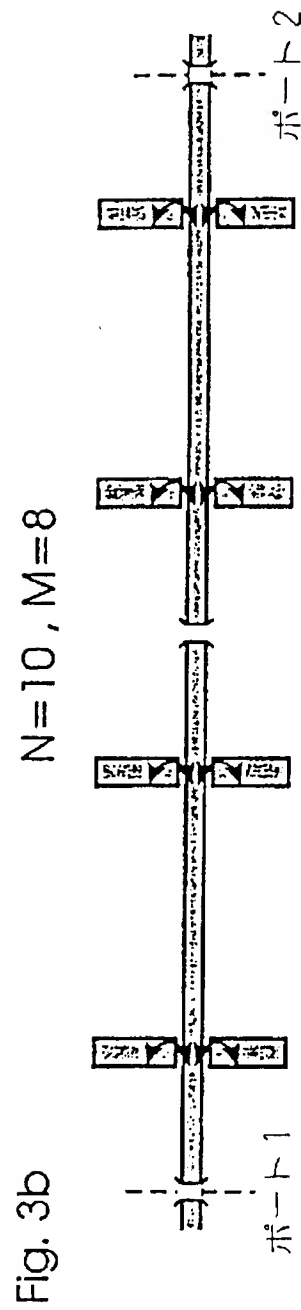
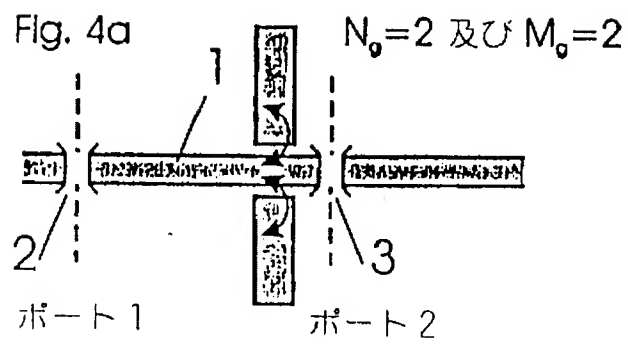


Fig. 3a

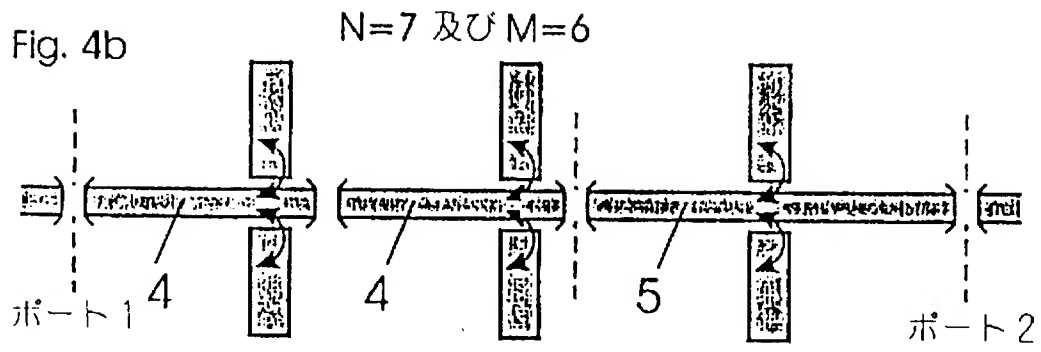
【図3 b】



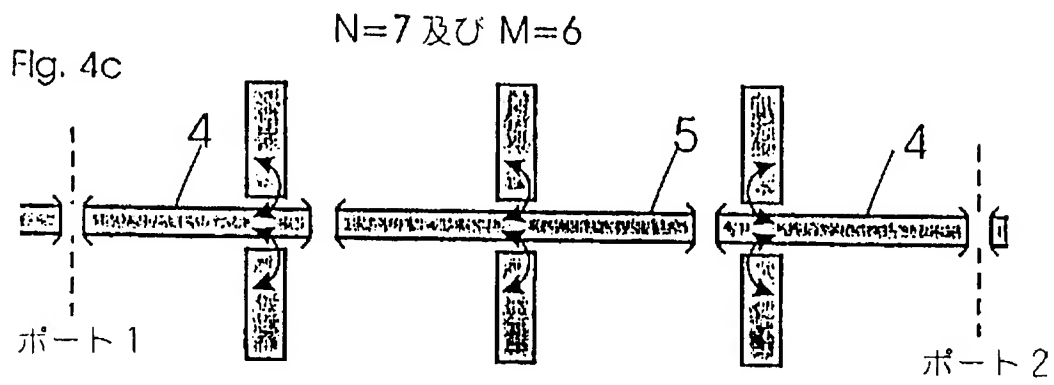
【図4 a】



【図4b】

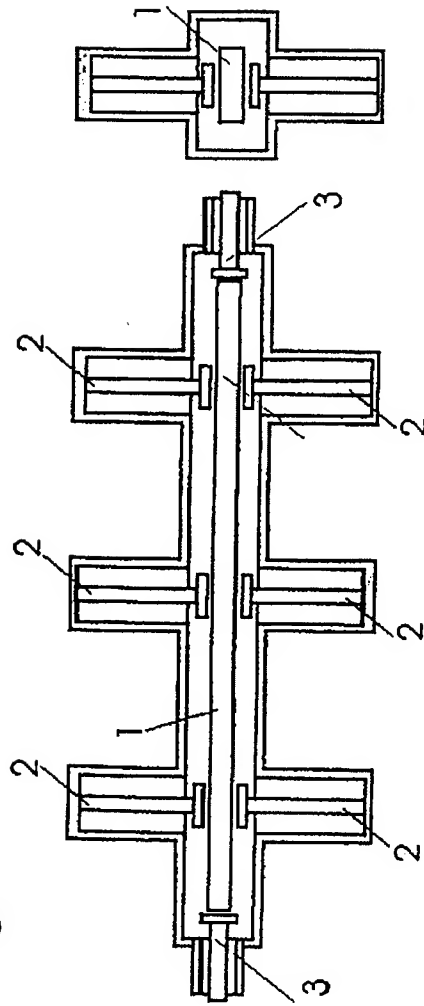


【図4c】

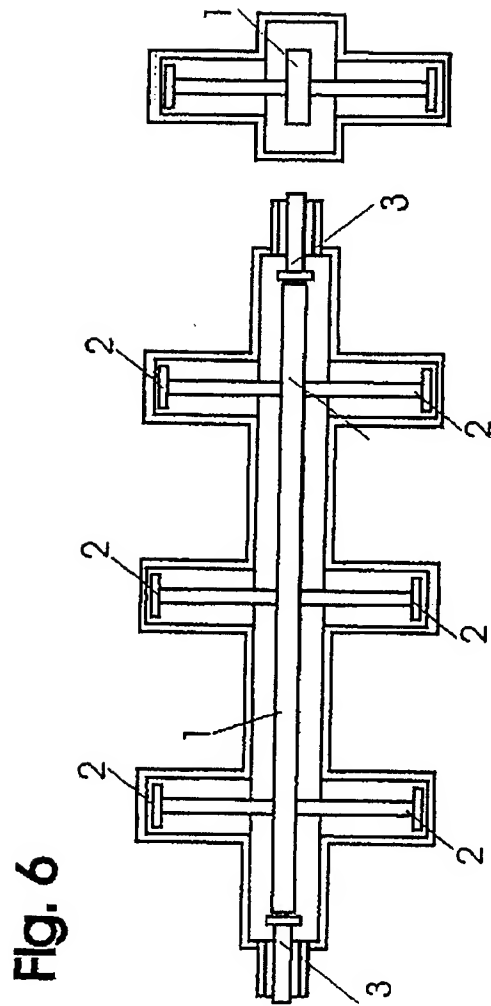


【図5】

Fig. 5

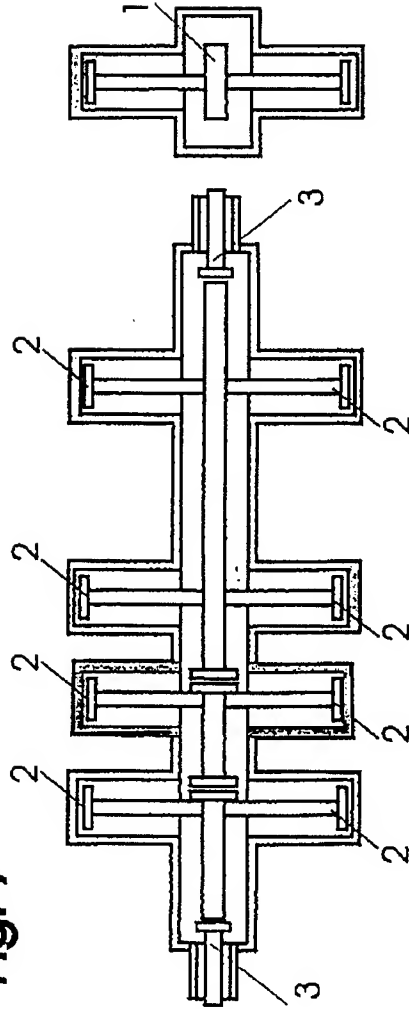


【図6】



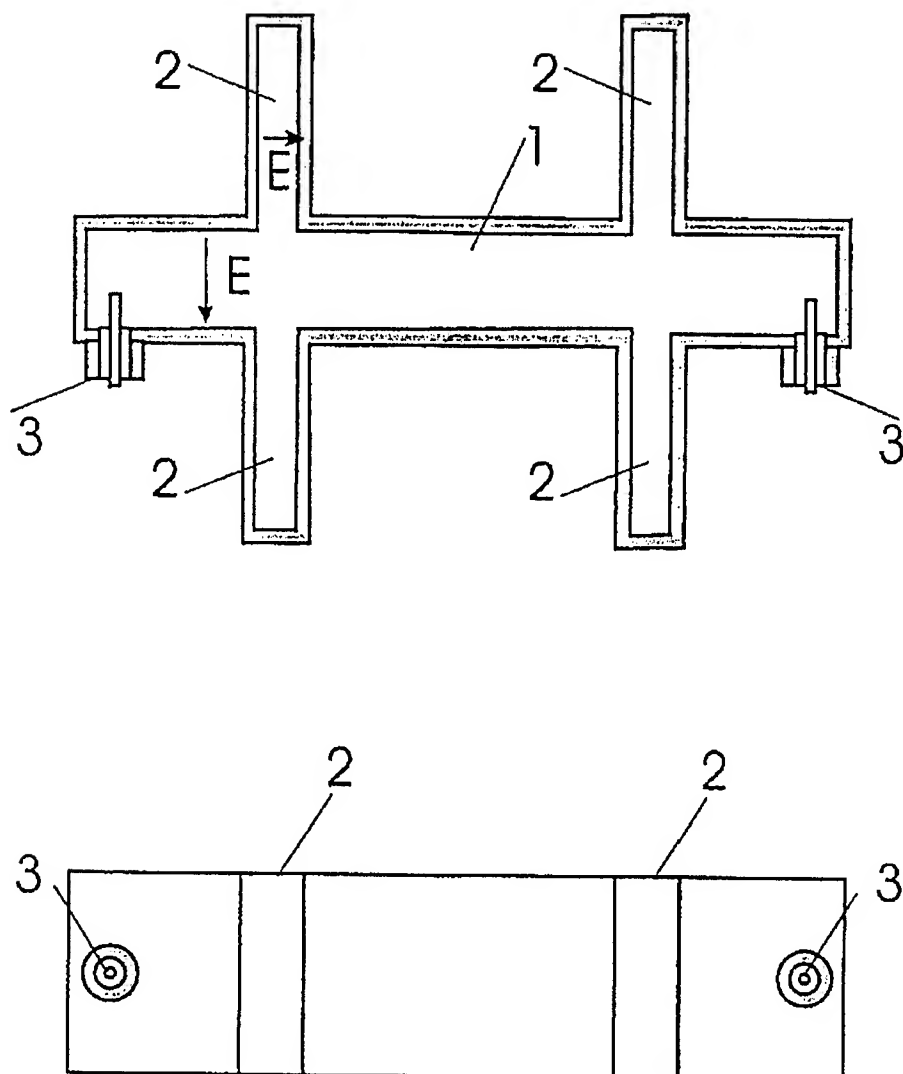
【図7】

Fig. 7



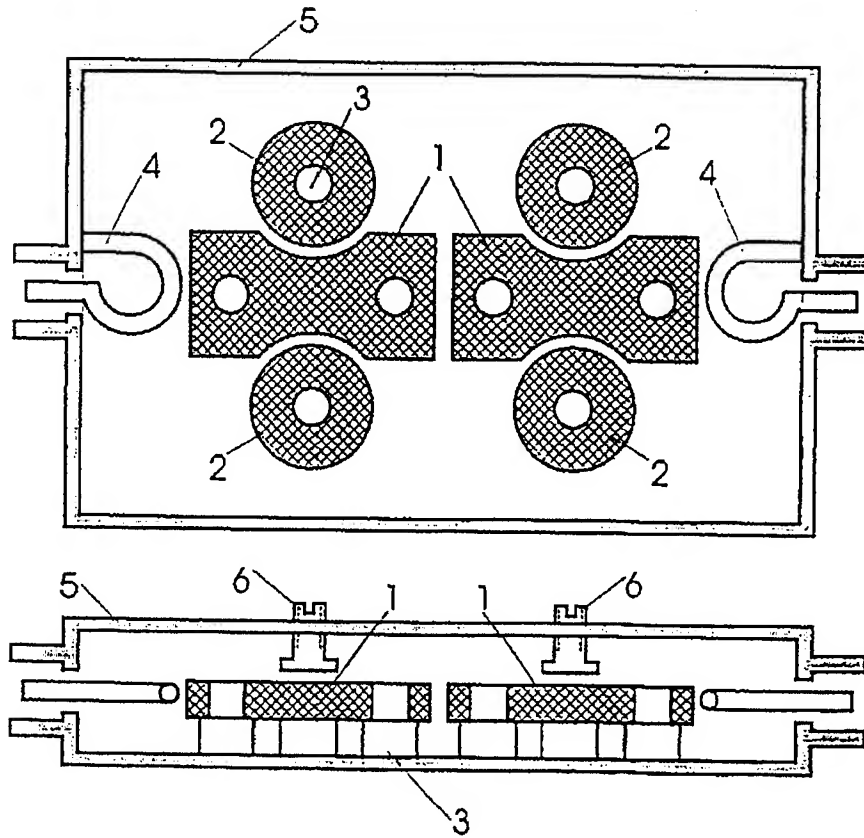
【図8】

Fig. 8



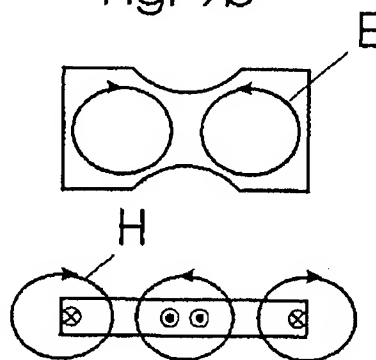
【図9a】

Fig. 9a

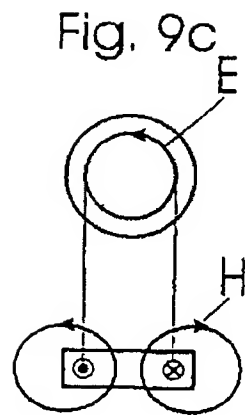


【図9b】

Fig. 9b

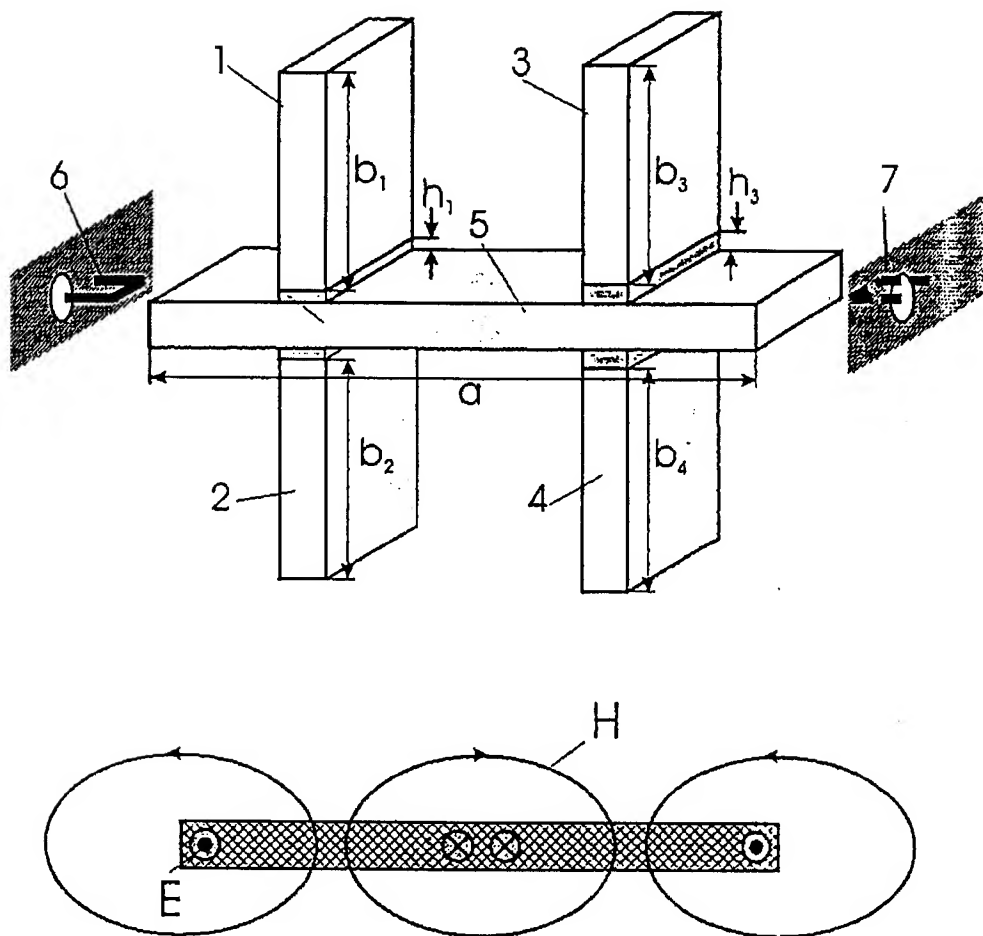


【図9c】



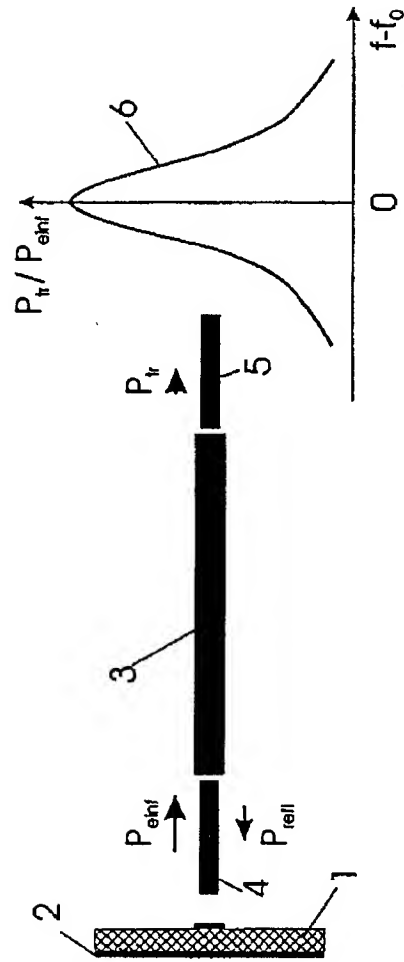
【図10】

Fig. 10



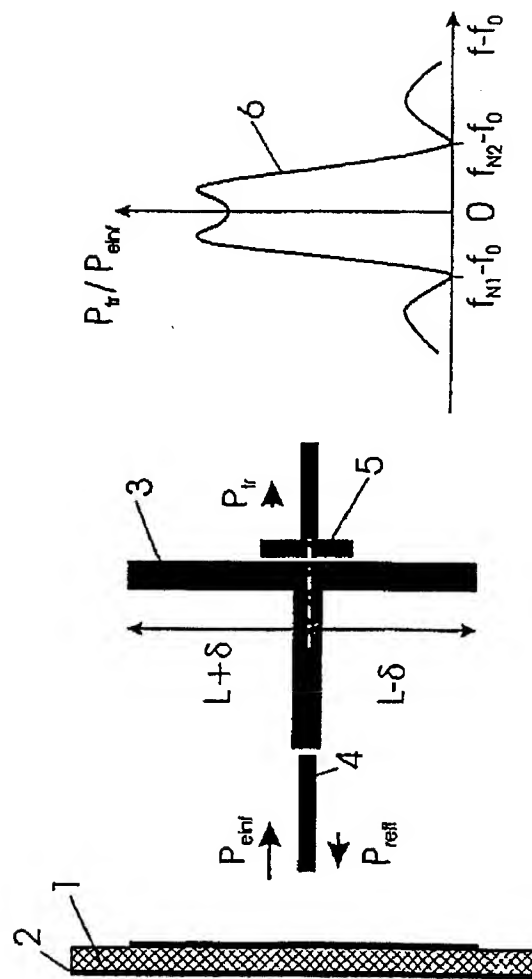
【図11a】

Fig.11a



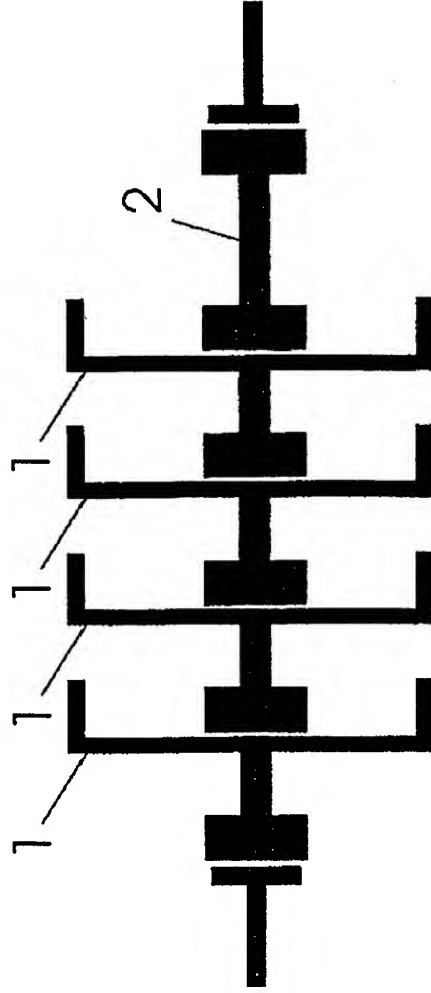
【図11b】

Fig.11b



【図12】

Fig. 12



【手続補正書】

【提出日】平成14年5月14日(2002. 5. 14)

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項1

【補正方法】変更

【補正の内容】

【請求項1】 高周波帯域フィルタ装置であって、主共振器(1)と、前記主共振器(1)に結合される少なくとも1つの阻止共振器(4、6、8)とを含み、前記主共振器(1)は、中断部分あるいは金属壁の形の切れ目(図2aから図2cの2と3)によって両側で境を成している線路セグメントによって規定されており、かつ、中心周波数(f_0)で電磁的固有振動を有する高周波帯域フィルタ装置において、前記主共振器に結合される前記阻止共振器(4)は、前記主共振器(1)の前記線路セグメント上の波に対してその阻止周波数(f_s)で1の反射率を実現することと、前記少なくとも1つの阻止共振器は、前記阻止共振器と前記主共振器との間の周波数依存結合が前記線路に沿った電界および磁界の空間的变化のために前記帯域フィルタの前記中心周波数で消滅する、前記線路セグメントに沿ったそれらの位置で前記主共振器と結合され、ここで前記阻止共振器は前記阻止領域内で伝送ゼロ点を実現し、かつ残りのフィルタ構造と共に、通過帯域内で減衰ゼロ点を実現することと、を特徴とする高周波帯域フィルタ装置。

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0013

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0013】

従来の技術では、英語文献で「抽出極構造(extracted-pole-structure)」と呼ばれる構成が、互いに隣接していない共振器の間のオーバカップリングを有する共振器構成を使用する代わりに、伝送ゼロ点を実現するために使用され、この

場合には、追加の共振器が、阻止領域内で伝送ゼロ点を実現するように、有限の周波数において伝送ゼロ点なし ($M=0$) に、帯域フィルタの入力および／または出力ポートに対する給電リード (supply lead) に結合される。こうした構成の1つがDE 42 32 054 A1から公知であり、この特許文献では、少なくとも1つの同軸共振器から成る帯域消去フィルタ (band-stop filter) が、有限の周波数で伝送ゼロ点がない ($M=0$) マイクロ波セラミックフィルタに直列に接続されている ($M=0$ の帯域フィルタと帯域消去フィルタとによって構成されたカスケード)。この帯域消去フィルタは、通過帯域の外側に位置している干渉周波数を除去するために使用される。US 3,747,030 Aでは、約 $1/4$ 波長の長さの線路共振器 (line resonator) が、 $M=0$ の集中素子から成るフィルタの入力または出力に並列に接続されている。この結果として、帯域消去フィルタはフィルタの2ポート・ネットワークに直列に接続されている。H. Fechnerの “Cauer Parameter Bandpasses in Microstrip Conductor Technology” (マイクロストリップ導体技術におけるCauerパラメータ・バンドパス)、Frequenz; vol. 34 (1980.03), pp. 78-89から、阻止共振器はまた伝送ゼロを達成するために帯域フィルタ構造の内部に移され得ることが分かる。この刊行物の図6はマイクロストリップ・ライン技術における5極のバンドパスのレイアウトを示している。4つの伝送ゼロは $\lambda/4$ のスパー線路 (spur line) の形態での4つの追加の共振器によって実現されている。この刊行物の図8は3つの並列結合されたマイクロストリップ・ライン共振器から成る3極フィルタを示している。2つの伝送ゼロはスパー線路の形態の2つの阻止共振器を有する中間共振器 (middle resonator) を備えることによって実現されている。

帯域フィルタ内に追加の阻止共振器を導入することによって伝送ゼロを実現するこれらの公知の概念は、通過帯域内にN個の減衰ゼロを有するフィルタのためにN個より多い共振器を使用しなければならないという上述の「オーバカップリング」の概念に関連する不都合を有する。

【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0016

【補正方法】 変更

【補正の内容】

【0016】

この目的は、特許の請求項に記載されている項目によって本発明にしたがって実現される。本発明は、各阻止共振器が阻止領域内の所望の伝送ゼロ点の1つと同様に通過帯域内の追加の減衰ゼロ点の両方を残りのフィルタ構造と一緒に実現するように、阻止共振器が帯域フィルタ構造の中に一体化されている帯域フィルタ構造を提案する。公知の構造（FechnerのFrequenz 1980参照）に対し、この阻止共振器の2重機能はN極と $M = N - 1$ 伝送ゼロ点を有するフィルタの実現のためにN個の共振器しか必要としないのに対し、一方マイクロストリップ・ラインフィルタ（microstrip line filter）のためのFechnerによって提案された構造においてはスパー線路の形態の $M + M = 2N - 1$ 個の共振器が要求される

。

本発明によるこうした帯域フィルタ構造は下記の特徴によって特徴付けられる。

。

（a）この帯域フィルタは、 $N = 2m + 1$ （ $m = \text{自然数}$ ）の極（Pole）と $N - 1$ の伝送ゼロ点とを有する詳細に後述するインピーダンス対称フィルタ要素（impedance-symmetrical filter member）によって、または、 $N = 2$ 極と $M = 2$ の伝送ゼロ点とを各々が有する詳細にはさらに後述するインピーダンス対称フィルタ要素から成るカスケード（cascade）構成によって構成されている。

（b） $N = 3$ 極と $M = 2$ の伝送ゼロ点とを有するインピーダンス対称フィルタ要素は、主共振器と呼ばれる、2つの切れ目によって境界を接した線路セグメントから成り、この線路セグメントの中央に1対の阻止共振器が結合されており、そこでの主共振器上の縦方向の界分布（field distribution）が、主共振器の共振周波数（中心周波数）では阻止共振器に対する結合が消失するがしかし、この共振周波数から外れている周波数では有限の値をとるようにさせる。主共振器の長さは、帯域フィルタの中心周波数で線路波長の半分に等しいように選択される。一方の阻止共振器に対して選択された阻止周波数は、中心周波数よりも小さく、かつ、他方の阻止共振器の阻止周波数は中心周波数よりも大きいので、従って、

これら2つの阻止共振器の各々が、伝送ゼロ点、及び主共振器との相互作用による追加のポートとを生じさせる。単一のインピーダンス対称フィルタ要素が帯域フィルタとして使用される場合には、主共振器の一端はフィルタ入力に電氣的に、ガルバニ的に、または、磁氣的に結合され、その他端はフィルタ出力に結合される。帯域フィルタが幾つかのインピーダンス対称フィルタ要素のカスケードから構成されている場合には、入力または出力ポートに結合されない互いに隣接する主共振器の端部は、電氣的に、ガルバニ的に、または、磁氣的に互いに結合される。

(c) $N = 2m + 1$ の極 (m は1よりも大きい自然数) と $M = N - 1 = 2m$ の伝送ゼロ点とを有する1つのインピーダンス対称フィルタ要素は、主共振器と呼ばれる、2つの切れ目によって境界を接した線路セグメントから成り、それには中心周波数波長の約半分の距離で互いに間隔をあけられている m 対の阻止共振器が、主共振器上の縦方向の界分布が主共振器の共振周波数 (中心周波数) では阻止共振器に対する結合が消失するがしかし、上述の周波数から外れている周波数では有限の値をとるようにさせるように、結合される。主共振器の長さは、中心周波数における線路波長の半分の m 倍にほぼ相当するように選択され、そして主共振器の端からの外側の阻止共振器対の距離は線路波長の約 $1/4$ の長さになる。 m 対の阻止共振器の各々の2つの阻止共振器の阻止周波数が、一方が中心周波数よりも小さく、他方が中心周波数よりも大きいように選択され、従って、この2つの阻止共振器の各々が伝送ゼロ点と、主共振器との相互作用によって追加のポートとを生じさせる。単一のインピーダンス対称フィルタ要素が帯域フィルタとして役立つ場合には、主共振器の一端はフィルタ入力に電氣的に、ガルバニ的に、または、磁氣的に結合され、そして主共振器の他端はフィルタ出力に結合される。帯域フィルタが幾つかのインピーダンス対称フィルタ要素のカスケードから構成される場合には、入力または出口ポートに結合されていない互いに隣接する主共振器の端部は、電氣的に、ガルバニ的に、または、磁氣的に互いに結合される。

(d) インピーダンス対称フィルタ要素に加えて、 $N = 2$ のポートと $M = 2$ の伝送ゼロ点とを有するインピーダンス非対称フィルタ要素 (impedance-unsymmetric

al filter member) の各々が、幾つかのフィルタ要素のカスケードから帯域フィルタを構成するために使用されることが可能である。インピーダンス非対称フィルタ要素は主共振器から成り、その長さは帯域フィルタの中心周波数での線路波長の約 $1/4$ に相当し、その一端は、この線路端が高抵抗終端される（最大の電界強度である）ように隣接フィルタ要素に結合されており、その他端は、その線路端が低抵抗終端される（線路端で電流最大である）ようにバンドパスの隣接フィルタ要素または入力もしくは出力ポートに結合され、そしてそこで1対の阻止共振器が主共振器の低抵抗端に電氣的またはガルバニ的に結合される。

【手続補正4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0020

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0020】

図1aは均一な高周波線路1を象徴的に示し、この図では、この線路が、例えば同軸線路のような金属TEM線路、例えばマイクロストリップ・ラインもしくはストリップ・ライン(strip line)もしくは共平面線路(coplanar line)のような平面線路、または、中空導体もしくは誘電体線路(dielectric line)として設計されることが可能である。散逸を無視すれば、電力伝送係数2の周波数応答、すなわち、無反射終端ポート(reflection-free terminated port)2に存在する電力 P_2 とポート1に到達する電力 P_{in} に対するその間の比の周波数依存性は、その線路の調べられた動作周波数範囲内では周波数に係わらず1に等しい。

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Form PCT 15A-212 (second sheet) (July 1982)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.
PCT/EP 00/08333

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	EP 0 413 211 A (OKI ELECTRIC IND. CO. LTD.) 20 February 1991 (1991-02-20) column 7, line 3 - line 29; figure 5	10
Y	DE 901 808 C (TELEFUNKEN GESELLSCHAFT FÜR DRAHTLOSE TELEGRAPHIE M.B.H.) 14 January 1954 (1954-01-14) the whole document	14
Y	EP 0 226 951 A (SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT) 1 July 1987 (1987-07-01) page 3, line 16 - line 23; figure 3	15
Y	FR 2 546 340 A (THOMSON-CSF) 23 November 1984 (1984-11-23) page 3, line 31 -page 4, line 15; figure 2	16

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

...formation on patent family members

International Application No

PCT/EP 00/08333

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP 0413211	A	20-02-1991	US 5097237 A	17-03-1992
DE 901808	C		DE 893523 C	
			FR 54007 E	21-04-1947
			FR 901537 A	
EP 0226951	A	01-07-1987	AT 55847 T	15-09-1990
			DE 3673622 D	27-09-1990
FR 2546340	A	23-11-1984	JP 59223001 A	14-12-1984
			US 4620168 A	28-10-1986

フロントページの続き

(81)指定国 EP(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AP(GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW

(19) Weltorganisation für geistiges Eigentum
Internationales Büro



(43) Internationales Veröffentlichungsdatum
8. März 2001 (08.03.2001)

PCT

(10) Internationale Veröffentlichungsnummer
WO 01/17057 A1

(51) Internationale Patentklassifikation⁷: **H01P 1/202**,
1/203, 1/209

(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/EP00/08333

(22) Internationales Anmeldedatum:
26. August 2000 (26.08.2000)

(25) Einreichungssprache: Deutsch

(26) Veröffentlichungssprache: Deutsch

(30) Angaben zur Priorität:
199 41 311.8 31. August 1999 (31.08.1999) DE

(71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten mit Ausnahme
von US): **CRYOELECTRA GMBH** [DE/DE]; Wettiner-
str. 6H, 42287 Wuppertal (DE).

(72) Erfinder; und

(75) Erfinder/Anmelder (nur für US): **CHALOUPEK, Heinz**
[DE/DE]; Schinkelstrasse 84, 44801 Bochum (DE).

(74) Anwalt: **COHAUSZ & FLORACK**; Kanzlerstrasse 8a,
40472 Düsseldorf (DE).

(81) Bestimmungsstaaten (*national*): AE, AG, AL, AM, AT,
AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CR, CU, CZ,
DE, DK, DM, DZ, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR,
HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR,
LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO,
NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR,
TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZA, ZW.

(84) Bestimmungsstaaten (*regional*): ARIPO-Patent (GH,
GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZW), eura-
sisches Patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM),
europäisches Patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI,
FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OAPI-Patent
(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE,
SN, TD, TG).

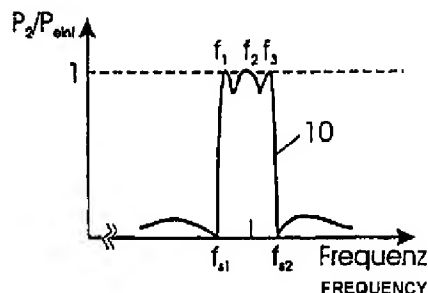
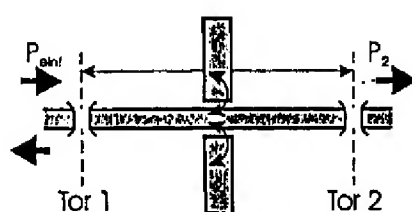
Veröffentlicht:

— Mit internationalem Recherchenbericht.

Zur Erklärung der Zweibuchstaben-Codes, und der anderen
Abkürzungen wird auf die Erklärungen ("Guidance Notes on
Codes and Abbreviations") am Anfang jeder regulären Ausgabe
der PCT-Gazette verwiesen.

(54) Title: HIGH-FREQUENCY BAND PASS FILTER ASSEMBLY, COMPRISING ATTENUATION POLES

(54) Bezeichnung: HOCHFREQUENZ-BANDPASSFILTERANORDNUNG MIT DÄMPFUNGSPOLEN



(57) Abstract: The invention relates to a high-frequency band pass filter assembly, comprising a master resonator and at least one stop-band resonator which is coupled thereto. The aim of the invention is to construct a filter structure in such a way, that with a given number of poles, the highest possible number of transmission zero positions occur in the stop bands, whereby in relation to known resonator configurations, no overcoupling is used between non-adjoining resonators. To this end, the stop-band resonator(s) is/are coupled to the master resonator in such a way that the stop-band resonator generates both transmission zero positions and transmission pole positions in tandem with the master resonator.

(57) Zusammenfassung: Die Erfindung betrifft eine Hochfrequenz- Bandpassfilteranordnung mit einem Hauptresonator und mindestens einem daran angeloppelten Sperr-Resonator. Es ist die Aufgabe der Erfindung, eine Filterstruktur so zu schaffen, daß bei gegebener Polzahl eine möglichst hohe Zahl von Transmissions-Nullstellen in den Sperrbereichen entsteht, wobei gegenüber bekannten Resonatorkonfigurationen von keiner Überkopplung zwischen nicht-benachbarten Resonatoren Gebrauch gemacht wird. Dazu wird erfindungsgemäss der mindestens eine Sperr-Resonator so an den Hauptresonator angekoppelt, daß der Sperr-Resonator in einer Doppelfunktion zusammen mit dem auptresonator sowohl Transmissions-Nullstellen als auch Transmissions-Polstellen erzeugt.